

Анализ процесса запуска обратноходового преобразователя напряжения

Ненахов С.М.,
генеральный директор ИЦ «Апельсинн»
E-mail: info@apelsinn.ru

Надежность запуска является неперенным условием функционирования любого преобразователя напряжения и должна закладываться уже при проектировании. Сложность математического описания происходящих на этом этапе процессов не может служить оправданием его игнорирования, поскольку под вопросом может оказаться самое главное – работоспособность проектируемого устройства. Запуск макета еще не гарантирует того же самого в серийном производстве и широком диапазоне рабочих температур. Кроме того, всегда полезно спрогнозировать, а не констатировать, тестируя опытные образцы (когда «что получилось – то получилось»), такие характеристики преобразователя как время установления выходного напряжения на заданном уровне, его зависимость от входного напряжения, максимальную емкость нагрузки и т. д.

В данной статье без претензий на какую-либо новизну предлагается заблаговременно решать вышеозначенные задачи путем математического моделирования, довольно просто реализуемого при помощи любого доступного языка программирования (и даже в Excel). Для демонстрации подхода выбрана схема однотактного обратноходового преобразователя напряжения, в частности, та широко распространенная ее разновидность, в которой как контроллер используется микросхема UC384х или ей подобные, то есть частота переключений и уровень ограничения тока коллектора (стока) силового транзистора постоянны (рис. 1). При необходимости подобным образом могут быть проанализированы и другие схемы преобразователей напряжения.

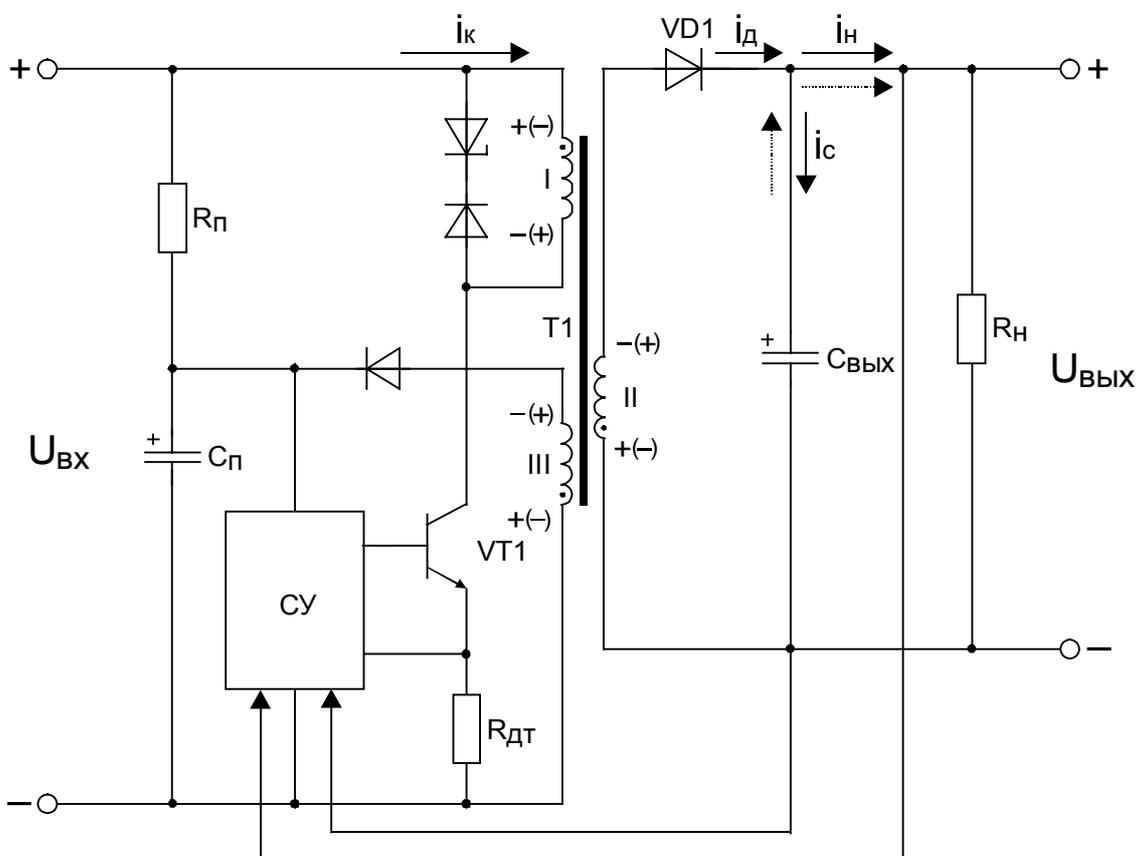


Рис. 1.

Полярности напряжений на обмотках трансформатора Т1 без скобок соответствуют открытому состоянию транзистора VT1, в скобках – закрытому; токи, показанные сплошными линиями, протекают при открытом состоянии транзистора VT1, а пунктирными – при закрытом. Пренебрегая падениями напряжений на полупроводниковых приборах и активными сопротивлениями элементов схемы, для n -го цикла переключений можем записать следующее.

1. Интервал открытого состояния транзистора $[0; t_1]$ (см. рис. 2а):

$$L_1 \frac{di_{\kappa}}{dt} = U_{\text{вх}},$$

$$\frac{dB}{dt} = \frac{U_{\text{вх}}}{w_1 S},$$

$$i_{\kappa} w_1 = Hl,$$

$$i_c = -C_{\text{ввых}} \frac{du_{\text{ввых}}}{dt} = \frac{u_{\text{ввых}}}{R_n},$$

где $L_1 = \mu \frac{w_1^2 S}{l}$ - индуктивность первичной обмотки трансформатора, $B = \mu H$ и H -

соответственно индукция и напряженность поля в сердечнике трансформатора, l и S - длина средней линии и площадь сечения последнего, а μ - проницаемость его магнитного материала.

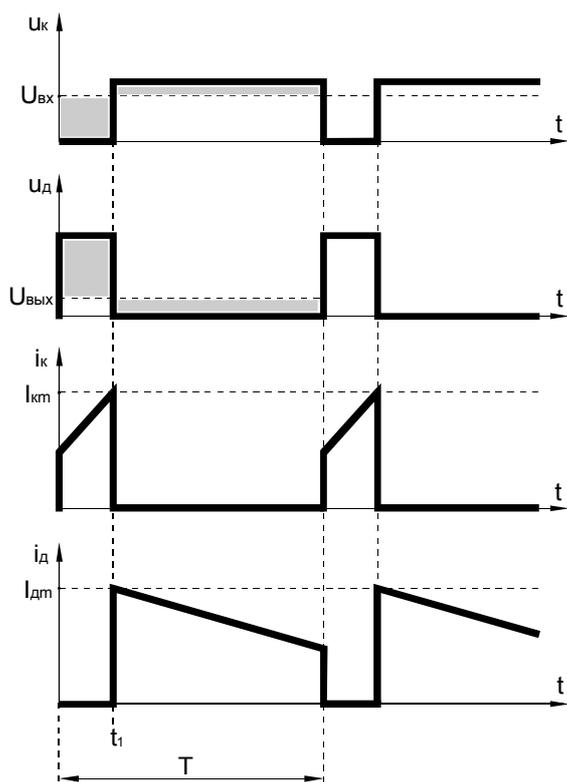


Рис. 2а.

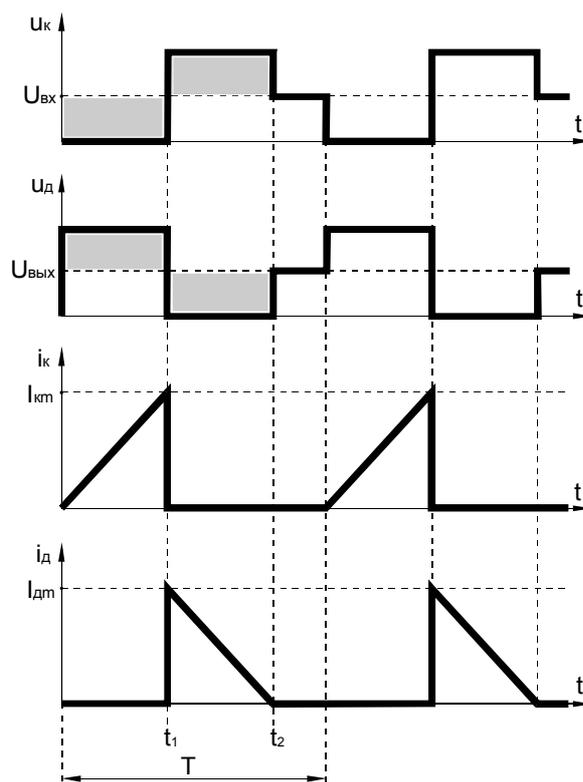


Рис. 2б.

Длительность интервала открытого состояния транзистора t_1 может быть ограничена максимальным значением тока коллектора $i_{\kappa}(t_1) = I_{\text{км}}$, по достижении которого транзистор выключается, либо максимальным коэффициентом заполнения импульсов управления $\frac{t_{1\text{max}}}{T}$ (T - период переключений). Таким образом, если пренебречь зависимостью $\mu(H)$,

$$t_1 = \min\left(t_{1\max}; L_1 \frac{I_{\kappa m} - i_{\kappa}(0)}{U_{\text{ex}}}\right),$$

где $i_{\kappa}(0)$ - значение коллекторного тока транзистора в момент его включения.

На этом интервале

$$i_{\kappa}(t) = i_{\kappa}(0) + \frac{U_{\text{ex}} t}{L_1},$$

$$B(t) = \mu \frac{i_{\kappa}(t) w_1}{l},$$

$$u_{\text{был}}(t) = u_{\text{был}}(0) e^{-\frac{t}{\tau}},$$

где $\tau = C_{\text{был}} R_{\text{н}}$ - постоянная времени нагрузки, а $u_{\text{был}}(0)$ - выходное напряжение в момент включения транзистора.

2. Интервал закрытого состояния транзистора $[t_1; T]$:

- на этапе $[t_1; t_2]$, пока существует магнитный поток в сердечнике трансформатора, то есть при $B \geq 0$:

$$L_2 \frac{di_{\text{о}}}{dt} = -u_{\text{был}},$$

$$C_{\text{был}} \frac{du_{\text{был}}}{dt} = i_{\text{о}} - \frac{u_{\text{был}}}{R_{\text{н}}},$$

$$\frac{dB}{dt} = -\frac{u_{\text{был}}}{w_2 S},$$

$$i_{\text{о}} w_2 = Hl,$$

где $L_2 = \mu \frac{w_2^2 S}{l}$ - индуктивность вторичной обмотки трансформатора.

Последние два уравнения эквивалентны первому, а первые два сводятся к дифференциальному уравнению второго порядка

$$L_2 C_{\text{был}} \frac{d^2 u_{\text{был}}}{dt^2} + \frac{L_2}{R_{\text{н}}} \frac{du_{\text{был}}}{dt} + u_{\text{был}} = 0,$$

решение которого при начальных условиях $u_{\text{был}}(t_1)$ и $\frac{du_{\text{был}}}{dt}(t_1) = \frac{1}{C_{\text{был}}} \left[\frac{w_1}{w_2} i_{\kappa}(t_1) - \frac{u_{\text{был}}(t_1)}{R_{\text{н}}} \right]$

имеет вид

$$u_{\text{был}}(t - t_1) = u_{\text{был}}(t_1) \cos \frac{t - t_1}{\sqrt{L_2 C_{\text{был}}}} + U_m \sin \frac{t - t_1}{\sqrt{L_2 C_{\text{был}}}},$$

$$\text{где } U_m = \left[\frac{w_1}{w_2} i_{\kappa}(t_1) - \frac{u_{\text{был}}(t_1)}{R_{\text{н}}} \right] \sqrt{\frac{L_2}{C_{\text{был}}}}.$$

Соответственно,

$$i_{\text{о}}(t - t_1) = C_{\text{был}} \frac{du_{\text{был}}(t - t_1)}{dt} + \frac{u_{\text{был}}(t - t_1)}{R_{\text{н}}} = \frac{w_1}{w_2} i_{\kappa}(t_1) \cos \frac{t - t_1}{\sqrt{L_2 C_{\text{был}}}} - I_m \sin \frac{t - t_1}{\sqrt{L_2 C_{\text{был}}}},$$

$$B(t - t_1) = \mu \frac{i_{\text{о}}(t - t_1) w_2}{l},$$

$$\text{где } I_m = u_{\text{был}}(t_1) \sqrt{\frac{C_{\text{был}}}{L_2}} - \frac{U_m}{R_{\text{н}}}.$$

Этот этап заканчивается либо в момент t_2 , когда магнитный поток в сердечнике трансформатора исчезает, то есть когда $i_\delta(t_2 - t_1) = 0$, откуда

$$t_2 = t_1 + \sqrt{L_2 C_{\text{вых}}} \left[\frac{\pi}{2} (1 - \text{sign} I_m) + \text{arctg} \frac{w_1 i_k(t_1)}{w_2 I_m} \right],$$

либо в момент T , если время t_2 , рассчитанное по вышеприведенной формуле, оказывается больше T , что однозначно будет иметь место в начале процесса запуска преобразователя;

- на этапе $[t_2; T]$ (см. рис. 2б), который может появиться в конце процесса запуска, магнитный поток в сердечнике трансформатора отсутствует, напряжения на его обмотках и токи через полупроводниковые приборы равны нулю, а конденсатор $C_{\text{вых}}$ разряжается на сопротивление нагрузки R_n :

$$u_{\text{вых}}(t - t_2) = u_{\text{вых}}(t_2) e^{-\frac{t-t_2}{\tau}}.$$

Появление этапа $[t_2; T]$ зависит от того, на какую работу рассчитан трансформатор в установившемся режиме – с прерывным или непрерывным магнитным потоком в сердечнике.

Для расчета $(n + 1)$ -го цикла переключений необходимо положить начальные значения переменных равными их конечным значениям в n -м цикле.

Таким образом, фактически получен алгоритм для компьютерного моделирования процесса запуска одноконтурного обратного преобразователя напряжения.

В качестве примера на рис. 3а-3б представлены диаграммы нарастания выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ и изменения тока коллектора $i_k(t)$ силового транзистора 10-ваттного преобразователя, рассчитанного для работы от сети ~220В на частоте 100кГц, с номинальным выходным напряжением 5В (трансформатор – на сердечнике KoolM 77120-A7 Magnetics, соотношение витков обмоток - $\frac{w_2}{w_1} = \frac{9}{141}$) при различных входных

напряжениях $U_{\text{вх}}$, емкостях выходного конденсатора $C_{\text{вых}}$ и сопротивлениях нагрузки R_n .

Диаграммы изменения индукции в сердечнике трансформатора и тока через выходной диод по форме совпадают с диаграммами изменения тока коллектора $i_k(t)$. Длительность процесса запуска определяется моментом пересечения кривой выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ заданного уровня – «уставки» (в рассматриваемом примере – 5В), после чего начинает действовать обратная связь по напряжению, регулирующая уровень ограничения тока коллектора $I_{\text{кст}}$ с тем, чтобы стабилизировать напряжение на выходе.

Из анализа диаграмм следует, что процесс запуска замедляется с увеличением емкости выходного конденсатора $C_{\text{вых}}$, уменьшением сопротивления нагрузки R_n и снижением входного напряжения $U_{\text{вх}}$, что, вообще-то, можно было и предположить.

Поэтому максимальную длительность процесса запуска можно оценить, проведя моделирование только при их минимальных значениях, которые можно считать заданными, поскольку они являются исходными данными для расчета преобразователя в установившемся режиме работы, то есть уже после запуска ($R_{n \text{ min}}$ - исходя из номинальной выходной мощности преобразователя и его номинального выходного напряжения, а $C_{\text{вых min}}$ - исходя из требуемых пульсаций напряжения на выходе).

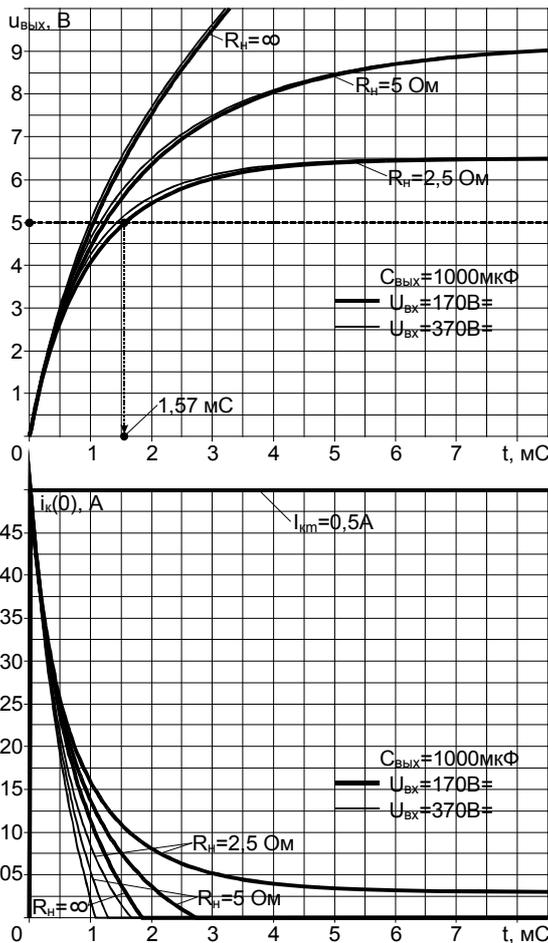


Рис. 3а.

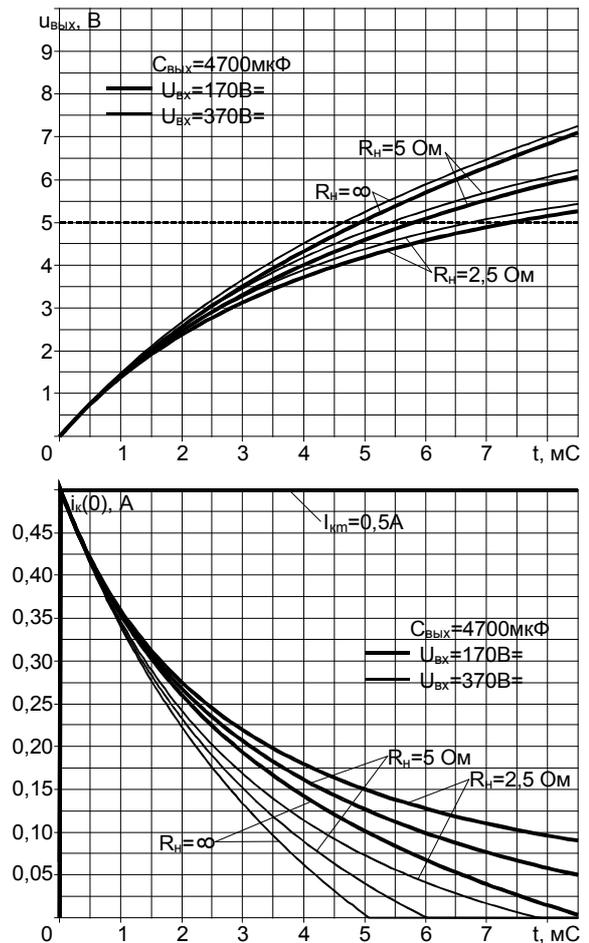


Рис. 3б.

Для рассматриваемого примера при $U_{вх\ min} = 170\text{В}$, $C_{вых\ min} = 1000\ \mu\text{кФ}$ и $R_{н\ min} = 2,5\ \Omega$ получаем, что максимальная длительность процесса запуска составит 1,57 мс (см. рис. 3а). Измерения на макете преобразователя дают 2,04 мс. Расхождение между расчетными и экспериментальными данными, кроме тривиальных погрешности измерений и отклонений параметров компонентов от номинальных значений, можно объяснить тем, что при выводе уравнений, описывающих процесс запуска, элементы схемы преобразователя принимались идеальными, то есть потери мощности в них не учитывались. А ведь совершенно очевидно, что чем ниже КПД преобразователя (неидеальные элементы), тем меньшая часть потребляемой мощности будет тратиться на заряд выходного конденсатора, следовательно, процесс запуска будет более длительным, чем это следует из приведенного расчета.

На этом можно было бы и закончить эту статью, но необходимо обратить внимание на еще один важный момент.

Если рассмотренный преобразователь не является устройством для заряда накопительного конденсатора ($R_{н} = \infty$), когда, как правило, напряжение питания схемы управления (СУ) делают независимым от выходного напряжения (и скорости его нарастания в процессе запуска), то есть если напряжение питания СУ зависит от выходного напряжения (и скорости его нарастания в процессе запуска), на чем зачастую основывается действие схемы защиты от перегрузки по току и короткого замыкания, то в этом случае с помощью моделирования может быть определено условие запуска преобразователя. Для рассмотренного выше примера (рис. 1), когда СУ выполнена на базе контроллера UC384х, начинающего свою работу по достижении его напряжением питания уровня $U_{вкл}$ и выключающегося, если оно снижается до уровня $U_{выкл}$, это условие формулируется следующим образом: выходной конденсатор преобразователя

$C_{вых}$ должен быть заряжен до напряжения $\frac{W_2}{W_3} U_{выкл}$ раньше, чем напряжение питания контроллера u_n , то есть напряжение на конденсаторе C_n , снизится до значения $U_{выкл}$.

Разряд конденсатора C_n описывается дифференциальным уравнением первого порядка

$$C_n \frac{du_n}{dt} = \frac{U_{вх} - u_n}{R_n} - I_{потр.вкл},$$

решение которого при начальном условии $u_n(0) = U_{вкл}$ имеет вид

$$u_n(t) = \left(U_{вкл} + I_{потр.вкл} R_n - U_{вх} \right) e^{-\frac{t}{R_n C_n}} + U_{вх} - I_{потр.вкл} R_n,$$

где $I_{потр.вкл}$ - ток потребления контроллера во включенном состоянии.

Отсюда – время разряда конденсатора C_n до напряжения $U_{выкл}$:

$$t_{разр} = R_n C_n \ln \frac{\frac{U_{вкл}}{I_{потр.вкл} R_n - U_{вх}} + 1}{\frac{U_{выкл}}{I_{потр.вкл} R_n - U_{вх}} + 1}.$$

В ряде случаев, когда входное напряжение преобразователя $U_{вх}$ много больше напряжения питания СУ ($U_{вкл}$ и $U_{выкл}$), или вместо резистора R_n используется генератор тока, несколько большего, чем $I_{потр.выкл} \ll I_{потр.вкл}$, можно считать, что

$$u_n(t) = U_{вкл} - I_{потр.вкл} \frac{t}{C_n}, \text{ а}$$

$$t_{разр} = C_n \frac{U_{вкл} - U_{выкл}}{I_{потр.вкл}}.$$

Теперь условие запуска можно записать следующим образом:

$$\frac{W_3}{W_2} u_{вых}(t_{разр}) \geq U_{выкл}.$$

Выполняется ли оно в каждом конкретном случае, также можно установить с помощью моделирования процесса запуска. Для этого на диаграммы нарастания выходного

напряжения $u_{вых}(t)$ с коэффициентом пропорциональности в виде отношения витков $\frac{W_3}{W_2}$

необходимо наложить диаграммы разряда конденсатора C_n и найти их точки пересечения. Если они окажутся выше уровня $U_{выкл}$, запуск успешно состоится.

Изложенное иллюстрируется диаграммами (рис. 4а-4б), рассчитанными для рассмотренного выше примера при $R_n = 160 \text{ кОм}$, $U_{вкл} = 16 \text{ В}$, $U_{выкл} = 10 \text{ В}$,

$I_{потр.вкл} = 20 \text{ мА}$, различных значениях емкостей конденсаторов C_n и $C_{вых}$ и отношениях

витков $\frac{W_3}{W_2}$.

